

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-166952

(43)Date of publication of application : 22.06.1999

(51)Int.Cl.

G01R 27/26

G01N 22/00

(21)Application number : 09-348745

(71)Applicant : JISEDAI EISEI TSUSHIN HOSO SYSTEM

KENKYUSHO:KK

HAMAMATSU PHOTONICS KK

EITO KOGYO:KK

(22)Date of filing : 04.12.1997

(72)Inventor : ISHIDA HITOSHI  
KAWAKAMI YOICHI  
TAKAHASHI HIRONORI  
SEKIMOTO RIICHI

## (54) HIGH-FREQUENCY CHARACTERISTIC MEASUREMENT METHOD OF DIELECTRIC MATERIAL

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To establish a method for accurately and continuously obtaining an RMS relative dielectric constant and a dielectric in a mounted state by measuring a change in amplitude and phase for the propagation direction of a transmission line using an element, where a refractive index changes in an electric field regarding the electric field constituent of electromagnetic waves being propagated through a micro strip in a mounted state.

SOLUTION: In a measurement point (a black triangular mark) being provided with a specific interval from an end face on a micro strip (transmission line) 5, the change in an amplitude and a phase for a propagation direction are measured for the electric field constituent of electromagnetic waves being propagated through a line 5, by bringing an element whose refractive index changes due to an electric field. For measurement, an ultrahigh-speed voltage waveform measuring device E-O prober of a non-contact electric field sensor is used. The propagation speed of a waveform when the transmission line 5 exists depends on the relative electric constant of a substrate and the attenuation of the waveform depends on the dielectric tangent, thus obtaining an RMS relative dielectric constant and a dielectric loss by obtaining the amount of phase and the amount of attenuation from attenuation at each measurement point and the change in an electric field phase and substituting the value into a specific expression.



### LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.02.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 02.05.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of  
rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-166952

(43)公開日 平成11年(1999)6月22日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>  
G 0 1 R 27/26

識別記号

G 0 1 N 22/00

F I  
G 0 1 R 27/26

G 0 1 N 22/00

T  
H  
U  
W  
K

審査請求 未請求 請求項の数3 FD (全10頁)

(21)出願番号 特願平9-348745

(22)出願日 平成9年(1997)12月4日

(71)出願人 595022773  
株式会社次世代衛星通信・放送システム研究所  
東京都千代田区岩本町2-12-5  
(71)出願人 000236436  
浜松ホトニクス株式会社  
静岡県浜松市市野町1126番地の1  
(71)出願人 000127743  
株式会社エイト工業  
神奈川県横浜市港北区綱島東6丁目7番9号  
(74)代理人 弁理士 野村 泰久

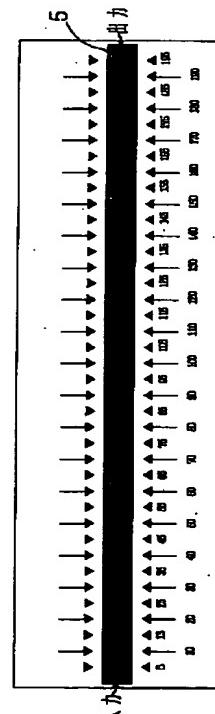
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 誘電体材料の高周波特性測定方法

(57)【要約】

【課題】 この発明は、従来の共振器法による誘電体材料の高周波特性測定方法の問題点を解決し、実効比誘電率と誘電体損失を実装状態で正確に求める誘電体材料の高周波特性測定方法を提供することを目的とする。

【解決手段】 この発明の誘電体材料の高周波特性測定方法は、電場により屈折率が変化する素子、特にポックルス効果を利用したE-Oプローバーにより、高周波伝送線路を伝わる電磁波の電場成分を該伝送線路の伝搬方向に対する強度と位相の変化を測定し、前記伝送線路の実効比誘電率と誘電体損失を求める特徴とするものである。さらに、前記伝送線路が実装状態のマイクロストリップ線路であることを特徴とするものである。



(2)

2

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 電場により屈折率が変化する素子を用いることにより、高周波伝送線路を伝わる電磁波の電場成分について該伝送線路の伝搬方向に対する強度と位相の変化を測定し、前記伝送線路の実効比誘電率と誘電体損失を求める特徴とする誘電体材料の高周波特性測定方法。

【請求項2】 前記伝送線路が実装状態のマイクロストリップ線路であることを特徴とする請求項1記載の誘電体材料の高周波特性測定方法。

【請求項3】 前記電場により屈折率が変化する素子がポッケルス効果を利用したE-Oプローバーであることを特徴とする請求項1、または2記載の誘電体材料の高周波特性測定方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、マイクロストリップ線路を用いた高周波フィルタやアイソレータ、カッピラー、あるいは高周波用コンデンサーに用いられる誘電体材料やそれを用いた高周波回路設計用回路基板の開発・評価・設計に用いるのに有効な誘電体材料の高周波特性測定方法、特に実効比誘電率と誘電体損失を求めるのに有効な測定方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 誘電体材料の伝搬速度および減衰は次式のように比誘電率および誘電正接から求められる。

## 【0003】

## 【数1】

$$\text{伝播速度} : V = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\text{減衰} : a = \frac{f \times \sqrt{\epsilon_r} \times \tan \delta}{C}$$

【0004】 ただし、C：光速、 $\epsilon_r$ ：比誘電率、f：周波数、 $\tan \delta$ ：誘電正接。特に、マイクロストリップ線路の場合、例えば図13に示されるように、入出力インピーダンスが実効比誘電率と線路長によって決まるので、高周波回路設計用回路基板の開発・評価・設計に\*

\*は、誘電体材料の高周波特性測定方法、特に実効比誘電率と誘電体損失を求めることが重要である。

【0005】 従来、誘電体材料の誘電率測定にはLCRメータを用いた容量法とネットワークアナライザを用いた共振器法がある。容量法は30MHz以上では測定できないので、上記高周波特性測定方法としては共振器法が用いられていた。共振器法は図3、図4に示されるように、誘電体1で伝送線路2を上下に挟んで高周波特性（共振特性）を測定する方法である。図3はこの共振法に用いられるトリプレート・ストリップ線路の断面構造図を示す（なお、図3において誘電体が図示されていないが、図において上下の接地導体と伝送線2との間には誘電体が存在する）。

【0006】 図4は図3を上から見た図で、トリプレート・ストリップ線路共振器の構造を示している。図4において、2は入出力伝送線路であり3が共振器を形成するストリップラインである。図中、Lは共振器の長さ、 $\Delta L$ は電気正長、Wはストリップ線路の幅である。

【0007】 図3に示すトリプレート・ストリップ線路共振器を構成した時、ネットワークアナライザでSパラメータ $S_{12}$ または $S_{21}$ を観測すると、図5、図6のような波形が得られ、共振周波数 $f_{01} \sim f_{04} \dots$ が測定できる（図5の6）。

(1) 比誘電率( $\epsilon_r$ )は次式から求められる。

## 【0008】

## 【数2】

$$\epsilon_r = \frac{nC}{2f_{0n}(L + 2\Delta L)}$$

【0009】 ただし、C：光速、 $f_{0n}$ ：共振周波数、L：共振器の長さ、 $\Delta L$ ：電気正長である。

(2) また、誘電体損失（誘電正接）は次式で求められる。

## 【0010】

## 【数3】

$$Q_u = \frac{f_{0n}}{f_{2n} - f_{1n}} \frac{10^{1/20}}{10^{1/20} - 1}$$

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{C}{f_{0n}} \frac{\alpha_c}{\pi \epsilon_r^{1/2}}$$

$$\alpha_c = \frac{4R_s Z_0 \epsilon_r (b-t)}{(120\pi)^2} \left[ 1 + \frac{2w}{b-t} + \frac{b+t}{\pi b - \pi t} \ln \frac{2b-t}{t} \right]$$

【0011】 ただし、 $R_s$ は導体表皮抵抗、また $1/Q_u$ は共振器の損失である。上記のように、共振器法にお

(3)

3

いて比誘電率は共振器3と電気補正長4で決まる共振周波数から求められるので図5に示す如く共振点( $f_{01} \sim f_{04}$ )のみしか求めることができず、連続した任意の周波数における比誘電率を求めることはできない。また、共振器は左右対称でなければならないので、電気補正長の長さを変える調整もできない。

【0012】さらに、誘電体損失(誘電正接)を求める式は、比誘電率 $\epsilon_r'$ と導体表皮抵抗 $R_S$ が未知である。前述の如く、比誘電率 $\epsilon_r'$ は離散的な値しか求められず、導体表皮抵抗 $R_S$ は導体の酸化膜や断面形状に依存し、周波数にも依存するので実際には求めることができないものである。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】以上のような従来の共振器法による誘電体材料の高周波特性測定方法には、以下の問題点がある。

(1) 上記共振器法はトリプレート・ストリップ線路を用いるため、実装される片面ストリップ線路と構造が異なるため、実装状態の実効比誘電率とは異なる。回路設計で重要な比誘電率は電磁波が伝わる時の実効比誘電率である。上記従来の方法では、実装状態の実効比誘電率を求めることができない。

(2) トリプレート・ストリップ線路は構造が複雑で、共振周波数を任意に設定できない。従って、上記共振器法は共振周波数における比誘電率しか得られず、任意の周波数における比誘電率を求めることができない。\*

$$\begin{aligned} E &= E_0 \exp(j(\omega t - k z)) \\ &= E_0 \exp(j\omega t) \exp(-j[\alpha - j\beta]z) \\ &= E_0 \exp(j(\omega t - \alpha z)) \exp(-\beta z) \end{aligned} \quad \dots (1)$$

となる。ただし、 $z$ は伝送線路の位置であり、 $k = \alpha - j\beta$ である。

従って、(1)式において、 $\exp(j(\omega t - \alpha z))$ が位相成分、 $\exp(-\beta z)$ が減衰成分とな\*\*\*

$$\begin{aligned} 10 \log(P/P_0) &= 20 \log(E/E_0) = -20\beta z \log[e] \\ \therefore \beta &= -10 \log(P/P_0) / (20 z \log[e]) \end{aligned} \quad \dots (2)$$

また、位相成分を考えると、

$$\alpha = -d\phi/dz$$

と解析できる。(ただし、 $\phi$ ；位相量)  $\phi = \omega t - kz$

【0019】(2), (3)式より、伝送線路の位置 $z$ が分かれば、その点における電場の位相量と減衰量の実測値から $\alpha$ と $\beta$ が求められる。この $\alpha$ と $\beta$ を用いて、実効比誘電率及び誘電体損失が次のようにして求まる。一般に、誘電体中( $\epsilon$ ,  $\mu$ )を伝わる電磁波の波長 $\lambda$ は、★

$$\begin{aligned} k &= \alpha - j\beta = 2\pi/\lambda = 2\pi/\{\lambda_0/\epsilon_r^{1/2}\} \\ &= 2\pi\epsilon_r^{1/2}/\lambda_0 \end{aligned} \quad \dots (4)$$

ここで、実効比誘電率 $\epsilon_{eff} = \epsilon_r' + j\epsilon_r''$ と置くと、

$$\epsilon_r' = (\alpha^2 - \beta^2) \lambda_0^2 / (4\pi^2) \quad \dots (5)$$

$$\epsilon_r'' = |\alpha\beta\lambda_0^2/(2\pi^2)| \quad \dots (6)$$

となる。

(3)

4

\* (3) 誘電体損失は、求めるアルゴリズムがあまりに複雑かつ間接的で、導体の酸化膜・形状など実際には測定できない誤差を多く含んでいる。

【0014】この発明は、上記従来の共振器法による誘電体材料の高周波特性測定方法の問題点を解決し、実効比誘電率と誘電体損失を実装状態で連続的に正確に求める方法を提供し、併せて回路インピーダンスも正確に求める誘電体材料の高周波特性測定方法を提供することを目的とする。

10 【0015】

【課題を解決するための手段】この発明の誘電体材料の高周波特性測定方法は、電場により屈折率が変化する素子を用いることにより、高周波伝送線路を伝わる電磁波の電場成分について該伝送線路の伝搬方向に対する振幅と位相の変化を測定し、前記伝送線路の実効比誘電率と誘電体損失を求める特徴とするものである。

【0016】さらに、上記伝送線路が実装状態のマイクロストリップ線路であることを特徴とするものである。また、特に前記電場により屈折率が変化する素子がポッケルス効果を利用したE-Oプローバーであることを特徴とするものである。

20 【0017】

【発明の実施の形態】高周波回路基板上に形成された伝送線路(マイクロストリップ線路)を伝わる電磁波の電場は、波数ベクトル $k$ を使って、

【0018】そして、減衰成分を考えると、

… (3)

★真空中での波長 $\lambda_0$ より短くなる。すなわち、

$$\lambda = \lambda_0 / \epsilon_r^{1/2} \quad (\text{ただし}, \epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0, \epsilon_r > 1)$$

となる。ここで、 $\epsilon_r^{1/2}$ は一般に波長短縮率といわれる。

【0020】一方、伝送線路を伝わる電磁波の波数ベクトル $k$ と波長 $\lambda$ の関係は以下のようになる。

$$\begin{aligned} k &= \alpha - j\beta = 2\pi/\lambda = 2\pi/\{\lambda_0/\epsilon_r^{1/2}\} \\ &= 2\pi\epsilon_r^{1/2}/\lambda_0 \end{aligned} \quad \dots (4)$$

$$\epsilon_r' = (\alpha^2 - \beta^2) \lambda_0^2 / (4\pi^2) \quad \dots (5)$$

$$\epsilon_r'' = |\alpha\beta\lambda_0^2/(2\pi^2)| \quad \dots (6)$$

☆☆【0021】よって、誘電体損失は、

$$\tan \delta = |2\alpha\beta / (\alpha^2 - \beta^2)| \quad \dots (7)$$

(4)

5

となる。なお、 $\alpha$ と $\beta$ を用いて、高周波回路基板の誘電  
体損失  $\tan \delta$ を求める式は以下のようにして導かれ  
る。

\* [0022]  
【数4】

6

$$k = \alpha - j\beta = 2\pi \varepsilon_r^{1/2} / \lambda_0$$

$$= 2\pi (\varepsilon_r' + j\varepsilon_r'')^{1/2} / \lambda_0$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}}{2} \right]^{1/2}$$

$$k = \alpha - j\beta = 2\pi (\varepsilon_{eff})^{1/2} / \lambda_0 = 2\pi (\varepsilon_r' + j\varepsilon_r'')^{1/2} / \lambda_0$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}}{2} \right]^{1/2}$$

$$+ j \frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{\varepsilon_r''}{2} \left[ \frac{2}{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}} \right]^{1/2}$$

$$\therefore \alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}}{2} \right]^{1/2}$$

$$\beta = - \frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{\varepsilon_r''}{2} \left[ \frac{2}{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}} \right]^{1/2}$$

$$\boxed{\therefore \varepsilon_r'' = \frac{\alpha\beta}{2} \left[ \frac{\lambda_0}{\pi} \right]^2}$$

$$\frac{\varepsilon_r''}{2} \left[ \frac{2}{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}} \right]^{1/2}$$

$$\tan \theta = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{\frac{\varepsilon_r''}{2} \left[ \frac{2}{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}} \right]^{1/2}}{\left[ \frac{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}}{2} \right]^{1/2}}$$

$$= \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r' + (\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2)^{1/2}} = \frac{\tan \delta}{1 + (1 + \tan^2 \delta)^{1/2}}$$

$$\text{ここで } \tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}$$

【0023】図1は、この発明の高周波特性測定方法を実施した時に用いたマイクロストリップ線路の上面図である。中央の線路5が伝送線路である。図中、黒三角印

で示される点が測定点であり、該測定点は電磁波の電波伝搬方向に沿っており、伝送線路5の端面から5mm間隔で設けられている。なお、伝送線路の入出力は特性イン

(5)

7

ピーダンスで整合がとれているとする。この伝送線路の上記各測定点において、電場により屈折率が変化する素子を近づけることにより、高周波伝送線路を伝わる電磁波の電場成分について該伝送線路の伝搬方向に対する振幅と位相の変化を測定する。

【0024】ここで、上記測定に用いられる、従来から知られている「電場により屈折率が変化する素子を用いたセンサ」について説明する。該センサは、「半導体レーザを用いたピコ秒非接触E-Oサンプリング」(電気学会論文誌C, Vol. 111-C, No. 4, 平成3年4月発行, P. 145~154)。あるいは「非接触電界センサを用いた超高速電圧波形測定装置 E-Oプローバ EO P-01」(荷電粒子ビームの工業への応用第132委員会第132回研究会資料「LSI テスティングシンポジューム/1995」、平成7年11月30日日本学術振興会発行。P. 47~52)に示されるような非接触電界センサを用いた超高速電圧波形測定装置、通称E-Oプローバである。E-Oプローバは非接触電界センサと半導体パルスレーザを組み合わせたマイクロ波用デバイス評価用の超高速電圧波形測定装置であり、従来の電気測定法では困難であったMMIC等の内部の電圧波形を高時間分解能、非接触、非侵襲で測定することができるという特徴をもつ。この特徴は、図9に示されるE-Oプローバの測定原理に由来している。電気光学結晶で構成される電界センサ7は被測定電極に接近して置かれており、被測定電極の電圧に依存してその屈折率が変化する。この電界センサにレーザー光9を入射させると結晶の屈折率によってレーザーの偏光状態が変化し、偏光ビームスプリッター8から出力される光強度が変化する。これを光検出器10で受光してロックインアンプ等で計測し、電圧波形を得る。

【0025】電気光学結晶の応答時間は1ps以下と高速であるので、パルスレーザー光を用いてサンプリング測定を行うと、レーザーパルス幅程度の高い時間分解能をもたらすことができる。また、伝搬に光を用いているため、伝送線による伝送歪みが発生する事がない。電界センサの結晶は石英ガラスの支持体に接着されており、金属またはセラミックの針の先端に固定されている。センサの一辺の長さは約200μmである。電界センサは被測定電極からの漏れ電界を検出しているので、電極に直接接触する必要がない。なお、レーザ光は、電界センサ底面のミラーで反射されるため、被測定電極には照射されず、デバイスの動作に影響を与えることはない。

【0026】電界センサは被測定電極に対して負荷として働くが、その容量は非常に小さいので、被測定電極に対する影響を小さくすることができ、非侵襲測定が可能となる。電界センサの測定範囲は集光された光ビームの径で決まり、センサが接近できるところであればIC内のどこでも測定できる。なお、電場により屈折率が変化

8

する素子としては、上記ポッケルス効果を利用したE-Oプローバー(電場に比例)に限らず、KEER効果を利用した電場の自乗に比例する素子を用いてもよい。

【0027】E-Oプローバの装置の構成を図10に示す。E-Oプローバの本体はマイクロ波用プローブステーションの架台11に組み込まれ、観察用顕微鏡としても使用される。電界センサであるE-Oヘッド12は、対物レンズ13下にセットされ、外部制御によりモーター駆動される。半導体レーザLDは制御ユニット14内に設置されており、レーザ光は光ファイバ15を介して本体に入出力される。被測定デバイスと同期を取るために、シンセサイザ等の信号源の主発振器16からの例えば10MHz出力を制御ユニット14に入力し、トリガ信号として使用する。半導体レーザLDはこのトリガー信号に同期して、例えば1MHzでパルス点灯される。また、測定操作は、パソコン17上でおこなう。パソコン画面に表示される顕微鏡のモニター像を見ながらXYステージ18を外部操作して測定位置を決めた後、オートフォーカス機能を利用してE-Oヘッドを被測定電極に接近させ、測定を開始する。データ処理された波形データはパソコン画面上に出力される。また、得られた波形を高速フーリエ変換(FFT)して、周波数軸における振幅と位相の情報を得ることができる。このような簡単な操作で、IC内部の任意の点における電圧波形がサンプリングオシロスコープと同様に得られる。

【0028】上記E-Oプローバでは、光源の半導体レーザLDは信号源に同期しており、LDと電界センサーは光ファイバでつなげられているので、電界センサーを被測定デバイス上で移動させてもその測定点におけるタイミングは一定に保たれている。今、例えば、被測定デバイスをマイクロ波ストリップ線路とし、その伝送線にインパルス波形を入力して、その伝送線の入力端から出力端まで場所を変えながらE-Oプローバで電圧波形を測定する場合を考えると、入力端と出力端における波形を比較するならば出力端の波形の方が時間的に後ろにずれて見える。これが前記 $\alpha$ であり、電圧パルスが伝送線を進んでいく速度に依存している。また、伝送線の電気抵抗が大きく波形が減衰する場合は、出力端における波形の大きさが小さくなる。これより前記 $\beta$ が測定される。

【0029】この際、前述したように、E-Oプローバにおける電界センサーのインピーダンスは大きく、測定の際に被測定デバイスの動作に影響を与えない。伝送線がある誘電率を持つ材料の基板の上に作られている場合、前述の如くその伝送線上における波形の伝搬速度は基板の比誘電率に主に依存する。また、その波形の減衰はその誘電正接に依存する。従って、未知の材料の比誘電率や誘電正接を求めたい場合は、その上に伝送線を形成し、その伝送線上に電気信号を伝搬させて伝送線の各場所における波形をE-Oプローバで測定し解析するこ

(6)

9

とによってそれらの値を得ることができる。

【0030】該測定結果の例を図7、図8に示す。この測定結果の電場強度の各測定点に対する減衰特性（図8）から（2）式より $\beta$ が求まり、また電場位相の各測定点ごとの変化（図7の各直線の傾斜）から $\alpha$ が求まる。従って、このようにして求めた $\alpha$ 、 $\beta$ を（5）、\*

\*（6）、（7）式に代入することにより、実効比誘電率と誘電体損失を求めることができる。

【0031】その実験結果及び計算結果の例を表1、表2に示す。表1、表2の結果を図11、図12に示す。

【0032】

【表1】

測定周波数 [Hz]	100MHz	316MHz	1GHz	3.16GHz	10GHz
$\alpha$ [rad/mm]	-0.0032778	-0.011984	-0.037462	-0.12387	-0.40379
$\alpha$ [deg/mm]	-0.1879	-0.6870	-2.148	-7.101	-23.147
$\lambda$ [mm]	1915.9	524.0	167.6	50.7	15.6
$\lambda_0$ [mm]	2997.9	948.7	299.79	94.87	29.979
$(\epsilon_{eff})^{1/2}$	1.565	1.810	1.789	1.871	1.922

【0033】

※※【表2】

測定周波数 [Hz]	100MHz	316MHz	1GHz	3.16GHz	10GHz
$\alpha$ [rad/mm]	-0.0032778	-0.011984	-0.037462	-0.12387	-0.40379
$\beta$ [rad/mm]	-0.00001	-0.0001186	-0.0011891	-0.0012458	-0.0056371
$\alpha$ から求めた $(\epsilon_{eff})^{1/2}$	1.565	1.810	1.789	1.871	1.922
$\alpha$ と $\beta$ から 求めた $\tan \delta$	0.0061	0.019787	0.06355	0.02017	0.02793

【0034】この図11の波長短縮率は回路設計に用いる重要なファクタであり、図12の誘電体損失は各種誘電体の高周波特性を評価するのに重要なデータである。図11を見ると、従来の経験的解析値と同様のプロットとなっているが、上記従来の経験的解析は複雑で計算に時間がかかるばかりでなく、あくまで経験則に基づく推測値にすぎないので、実測値に基づく本発明の測定結果の方が正確で信頼でき、また簡単に測定できる点でもこの発明の測定方法は従来の方法よりはるかに優れていることは明らかである。また、図12の誘電体損失は従来有力な測定方法がなかった。図12の○印は使用した誘電体損失の公称値であるが、これは前述の如く低周波の値であって高周波（特に1GHz以上）の値ではない。従来は誘電体損失の高周波特性は測定できなかったので、やむなく上記低周波の値を代用していたのが現状である。図12から分かるように、誘電体損失の高周波特性は低周波のそれとは明らかに異なるのである。

【0035】なお、この実験に用いた高周波回路基材板料はFR4（ガラスエポキシ）であって、基板厚1mm、導体厚 $18\mu m$ 、100MHzでの公称値は比誘電率 $\epsilon_r = 4.25$ 、誘電体損失 $\tan \delta = 0.015$ である。前記理論が成り立つことがこの実験結果によって検証された。

【0036】

【発明の効果】この発明は、以上説明したように、

30 （1）従来1GHzを越える高周波の比誘電率、誘電体損失は経験式に基づく近似値しか得られなかつたが、この発明の測定方法によると10GHz位まで実装状態で連続的に実測することが可能になった。

（2）この発明の測定方法は共振器法のトリプレート構造のように複雑なものを作る必要がなく、実際に広く用いられているストリップライン構造で回路設計に必要な伝搬時の実効比誘電率が求まる。

【0037】上記トリプレート構造では、伝送線路のパターン精度や伝送線路自体の表面酸化膜あるいは腐食などによる抵抗値の増加などの誤差を多く含んでおり、誘電体損失の算出にこれらの値を使うため正確でなく、特に誘電体損失の値が実際のストリップラインと大きく異なるてしまう欠点がある。この発明の測定方法は、これらの影響を受けないので、実装状態で正確に伝搬時の実効比誘電率および誘電体損失を求めることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の高周波特性測定方法を実施した時に用いたマイクロストリップ線路の上面図である。

50 【図2】実際に広く用いられるマイクロストリップ線路の断面図である。

(7)

11

【図3】共振器法に用いられるトリプレート構造のマイクロストリップ線路の断面図である。

【図4】トリプレート・ストリップ線路共振器の上面図である。

【図5】共振器で求めた高周波特性の測定結果の例である。

【図6】共振器で求めた高周波特性の測定結果の例である。

【図7】この発明の測定方法で求めた高周波特性の測定結果の例である。

【図8】この発明の測定方法で求めた高周波特性の測定結果の例である。

【図9】E-Oプローバの測定原理を示す図である。

【図10】E-Oプローバの装置の構成を示す図である。

【図11】この発明の測定方法で求めた測定結果から求めた波長短縮率のグラフである。

【図12】この発明の測定方法で求めた測定結果から求めた誘電体損失のグラフである。

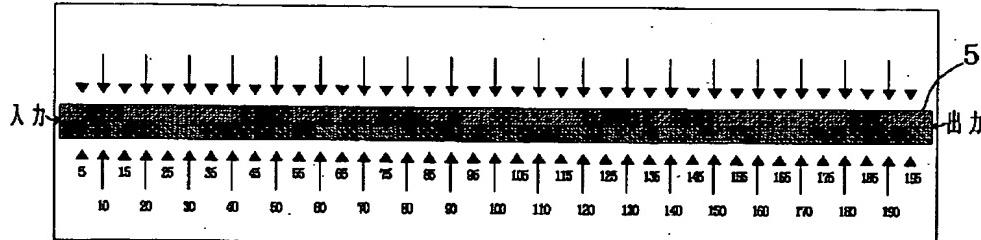
12

【図13】高周波回路の設計例を示す図である。

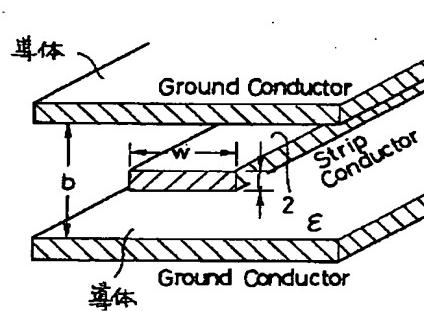
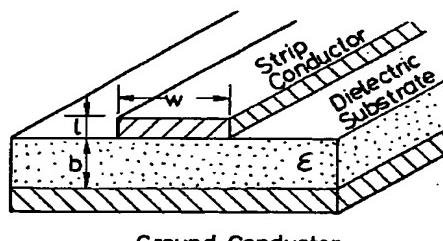
【符号の説明】

- |    |                   |
|----|-------------------|
| 1  | 誘電体回路基板           |
| 2  | 伝送線路              |
| 3  | 共振器               |
| 4  | 電気補正長             |
| 5  | 伝送線路              |
| 6  | 共振周波数             |
| 7  | 電気光学結晶で構成される電界センサ |
| 8  | 偏光ビームスプリッター       |
| 9  | レーザー光             |
| 10 | 光検出器              |
| 11 | プローブステーションの架台     |
| 12 | E-Oヘッド            |
| 13 | 対物レンズ             |
| 14 | 制御ユニット            |
| 15 | 光ファイバ             |
| 16 | 信号源               |
| 17 | パソコン              |

【図1】

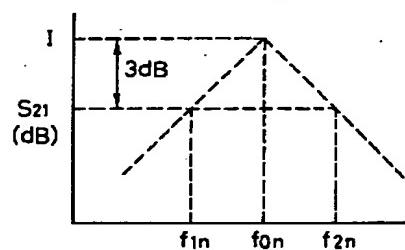


【図2】



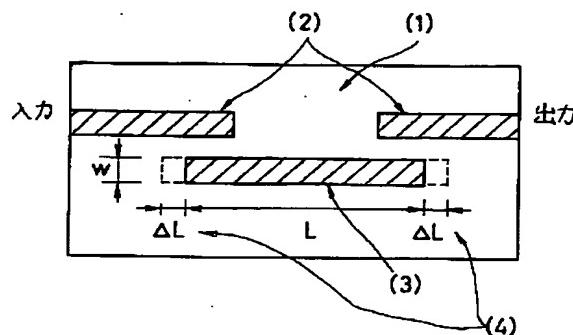
【図3】

【図6】

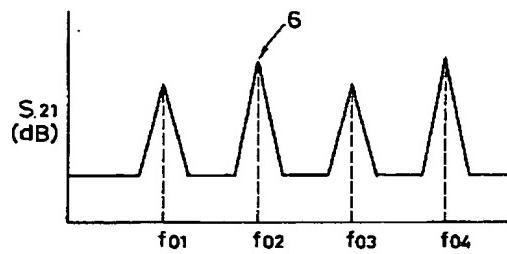


(8)

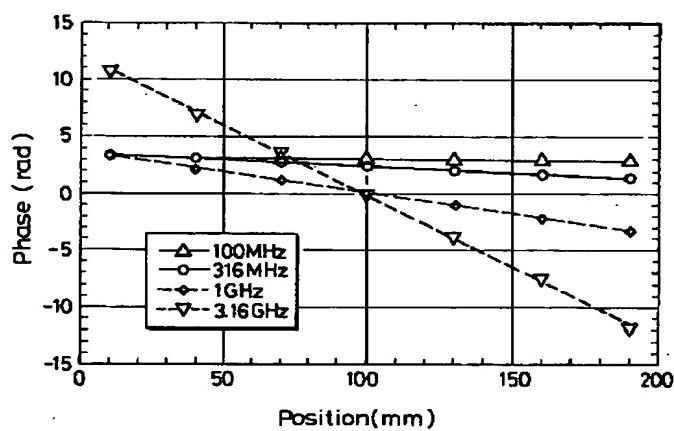
【図4】



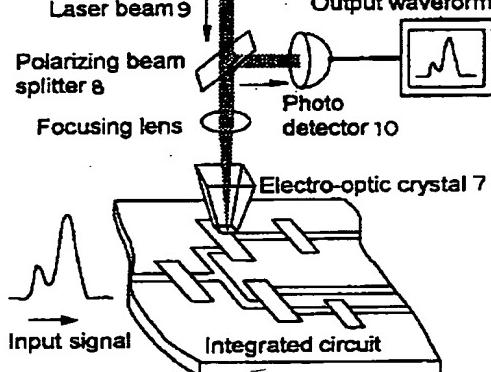
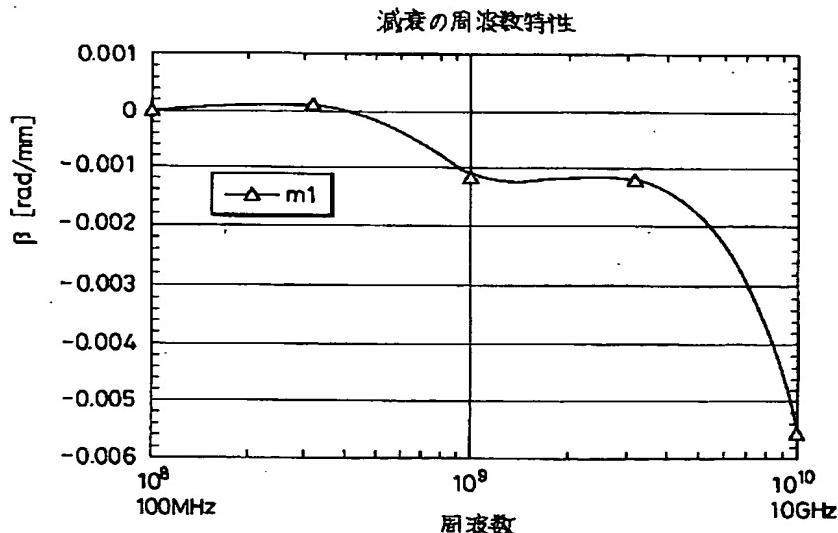
【図5】



【図7】



【図8】



【図13】

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan k_1}{Z_0 + j Z_L \tan k_1}$$

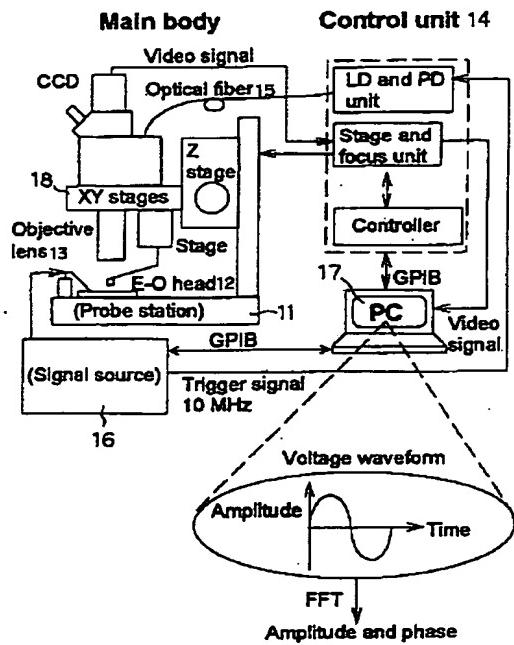
$Z_0$   
 $1$   
 $Z_L$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

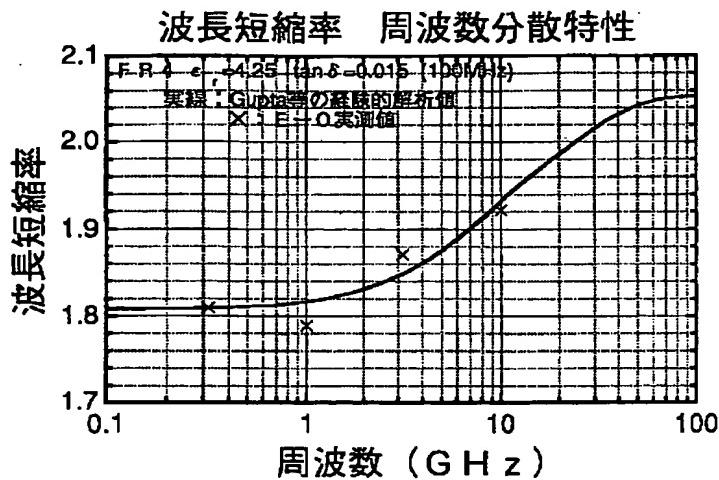
ただし、  
 $Z_0$  : 特性インピーダンス  
 $Z_L$  : 終端インピーダンス  
 $1$  : 総路長  
 $Z_{in}$  : 入力インピーダンス  
 $k$  : 位相定数（波数）  
 $\epsilon_{eff}$  : 実効比誘電率

(9)

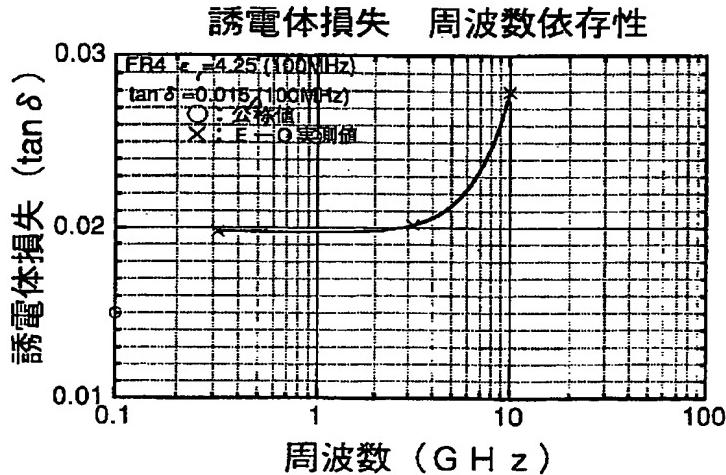
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

(72) 発明者 石田 等

東京都千代田区岩本町二丁目12番5号 株  
式会社次世代衛星通信・放送システム研究  
所内

(72) 発明者 川上 用一

東京都千代田区岩本町二丁目12番5号 株  
式会社次世代衛星通信・放送システム研究  
所内

(10)

(72) 発明者 高橋 宏典  
静岡県浜松市市野町1126番地の1 浜松木  
トニクス株式会社内

(72) 発明者 関本利一  
神奈川県横浜市港北区綱島東6丁目7番9  
号 株式会社エイト工業内